

09/555010
422 Rec'd PCHPTO 23 MAY 2000

ASA-883
E5245-01EG

LIST OF INVENTORS' NAMES AND ADDRESSES

Yasuhiro NUNOGAWA, Tokyo, JAPAN;

Tetsuaki ADACHI, Gunma, JAPAN.

09/555010

422 Rec'd PCT/PTO 23 MAY 2000

ASA-883
E5245-01EG

8/PART

Japanese Language Patent Application

Title of the Invention

HIGH FREQUENCY POWER AMPLIFYING CIRCUIT, AND
MOBILE COMMUNICATION APPARATUS USING IT

Inventors

Yasuhiro NUNOGAWA,

Tetsuaki ADACHI.

明 細 書
HIGH FREQUENCY POWER AMPLIFYING CIRCUIT, AND
MOBILE COMMUNICATION APPARATUS USING IT
高周波電力増幅回路とそれを用いた移動通信機器

05 技術分野

この発明は、高周波電力増幅回路とそれを用いた移動通信機器に関し、主として電池駆動される高周波電力増幅回路とそれを用いた移動通信機器における高周波電力の制御に利用して有効な技術に関するものである。

10

背景技術

移動通信機器に用いられる高周波電力増幅回路（RF電力増幅IC）に関しては、日経マグロウヒル社、1997年1月27日付「日経エレクトロニクス」第115頁～第126頁がある。

- 15 移動通信機器において、送信電力制御のための高周波電力検出としてパワーカプラーを用るもの、あるいは高周波電力増幅回路の電源電流をセンスするものがある。上記パワーカプラーを用いるものでは、送信電波の一部を取り出して検出するために挿入損失が0.2～0.3dBもあり送信効率が悪くなる。上記電源電流をセンスするものでは、高周波
- 20 電力増幅回路の電源供給線にセンス用の抵抗素子が直列に挿入されるため、出力電力が大きいときに電源電圧を低下させてしまい電池電圧の使用効率が悪化し、電池寿命を短くしてしまう。また、上記いずれのセンス方式においても、出力電力が小さい領域ではそれに伴ってセンス出力が小さくなってしまい高い精度での小電力制御ができなくなってしまう
- 25 という問題も有する。

したがって、この発明は、高い送信効率を実現しつつ、広い電力範囲

での高精度での電力検出を可能にした高周波増幅回路とそれを用いた移動通信機器を提供することを目的としている。この発明は、低電圧までの動作を可能にした高周波増幅回路とそれを用いた移動通信機器を提供することを他の目的としている。この発明の前記ならびにそのほかの目的と新規な特徴は、本明細書の記述および添付図面から明らかになるであろう。

発明の開示

本発明は、第 1 の増幅素子と、上記第 1 の増幅素子と同じ構造で、その素子サイズが $1/M$ に小さく形成された第 2 増幅素子とを用い、パワーコントロール回路から上記第 1 の増幅素子と第 2 の増幅素子に対して同じバイアス電圧を供給し、上記第 2 の増幅素子の出力端子から出力される出力電流に基づいて上記第 1 の増幅素子の電力出力を判定する。

図面の簡単な説明

第 1 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路を用いた移動通信機器の一実施例を示す要部ブロック図であり、

第 2 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の一実施例を示す基本的回路図であり、

第 3 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の他の一実施例を示す基本的回路図であり、

第 4 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の動作の一例を説明するための出力パワーと検出電流の関係を示す特性図であり、

第 5 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の動作の他の一例を説明するための出力パワーと検出電流の関係を示す特性図であり、

第 6 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の他の一実施例を示す

回路図であり、

第 7 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の一実施例を示す基本的構成図であり、

05 第 8 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の他の一実施例を示す回路図であり、

第 9 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の他の一実施例を示す回路図であり、

10 第 10 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の動作の一例を説明するための出力パワーと検出電流の関係を示す特性図であり、

第 11 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の他の一実施例を示す回路図であり、

第 12 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路の他の一実施例を示すブロック図であり、

15 第 13 図は、この発明に係る高周波電力増幅回路を用いた移動通信機器の一実施例を示す全体ブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

20 この発明をより詳細に説述するために、添付の図面に従ってこれを説明する。

第 1 図には、この発明に係る高周波電力増幅回路を用いた移動通信機器の一実施例を示す要部ブロック図が示されている。移動通信機器の電源は、特に制限されないが、リチウムイオン電池が使用される。周知のようにリチウムイオン電池は、電圧が 3.6 V のような小さな電圧であるので、かかる低電圧において必要な高周波電力増幅出力を得るように
25 すること、及びその消費電力を極力小さく抑えるようにするために、次

のようなパワーコントロール回路と、高周波電力出力のセンス回路が設けられる。

入力信号 P_{in} は、入力段アンプ (1) の入力端子に供給される。この入力段アンプ (1) の出力部には、電力分配回路 (2) が設けられる。
05 。上記電力分配回路 (2) には、上記入力段アンプ (1) の出力信号を分配して複数からなる出力段アンプ (3-1) ないし (3-N) に電力分配を行うとともに段間のインピーダンスマッチングを行う。

上記出力段アンプ (3-1) ないし (3-N) の出力端子は、出力整合回路 (6) に伝えられる。この出力整合回路 (6) は、上記出力段ア
10 ンプ (3-1) ないし (3-N) の出力信号の合成する機能も合わせ持つようにされる。上記出力整合回路 (6) の出力信号はデュプレクサ (7) を通してアンテナを通し、電波信号として出力される。

ゲインコントロール回路 4 は、上記入力段アンプ (1) 及び上記出力段アンプ (3-1) ないし (3-N) のゲインコントロールするための
15 バイアス電圧を発生する。

上記アンテナから入力された入力信号は、上記デュプレクサ (7) を通して受信回路 (10) に取り込まれる。受信信号は、上記通信相手方からの信号の他、基地局からの上記電波信号の電界強度を指示するコントロール信号が含まれる。上記受信回路 (10) では、上記コントロール
20 信号を解釈し、それに対応したパワーコントロール信号 (1) ないし (N) を形成してパワーコントロール用アンプ (8-1) ないし (8-N) に伝える。

また、特に制限されないが、上記各出力段アンプ (3-1) ないし (3-N) のそれぞれには、上記出力信号 P_{out} を形成する増幅素子に対して、そのサイズが $1/M$ のように小さく形成された増幅素子からなる
25 パワーセンス素子が設けられ、その入力には出力ゲインコントロール

するための上記バイアス電圧が伝えられている。

上記パワーセンス素子からの出力信号は、検出電流合成回路（５）によって合成され、その合成信号がパワーセンス出力として上記パワーコントロール用アンプ（８－１）ないし（８－Ｎ）に伝えられる。

- 05 上記入力段アンプ（１）及び出力段アンプ（３－１）ないし（３－Ｎ）は、後述するようにゲートが入力でソース接地の増幅MOSFETから構成され、ドレインから出力信号を得るものである。

- 10 上記入力段アンプ（１）及び出力段アンプ（３－１）ないし（３－Ｎ）は、ＡＢ級の増幅動作を行うものであり、そのゲート電圧を高くすることにより相互コンダクタンス g_m を大きくして利得を増大させるという可変利得アンプとして動作する。なお、本願において、上記MOSFETは、金属－酸化膜－半導体電界効果トランジスタの他に金属－絶縁膜－半導体（MIS）FETも含む意味で用いている。そして、MOSFET、MISFETのゲート電極は、金属ばかりでなく導電性多結晶シリコンなども含むものであり、高周波動作を行うような構造のものが用いられる。

- 20 この実施例は、GSM（Global System for Mobile Communication）方式の場合である。このGSM方式は、公知のようにディジタル携帯電話の欧州共通方式であり、TDMA（時分割多重元接続）技術とFDD（周波数分割双方向）技術を使い、搬送波周波数は900MHz帯で、変調方式はGMSK（Gaussian filtered minimum shift keying）が用いられる。

- 25 上記GSM方式では、基地局間の距離は最大で10マイル（約16Km）まで許されるので、携帯電話機は2dBステップで、13dBm～43dBmという高さまで出力を制御しなければならない。GSM方式の出力制御方式は、携帯電話機の送信出力を常に制御する。つまり、携

帯電話機は、基地局から周期的に送られてくる制御信号に従って出力制御を行う。

第1図において、アンテナを通して受信された上記制御信号は、上記受信回路(10)に含まれる出力制御回路によりパワーコントロール信号(1)ないし(N)のいずれか1つが選ばれる。このパワーコントロール信号は、上記時分割に対応したパルスデューティを持ち、そのパルスのピーク値が出力パワーに対応された電圧となるようなパルス状の信号とされる。ただし、パルスの立ち上がり立ち下りのスロープは、急峻にならないようにコントロールされる。この立ち上がり立ち下りのスロープのコントロールには、デジタル/アナログ変換回路が用いられ、クロック信号に対応して制御された立ち上がり立ち下りを持つようにされる。

パワーコントロール用アンプ(8-1)ないし(8-N)は、その1つに上記のようなパワーコントロール信号が供給され、それと上記パワーセンス出力とが一致するようにバイアス電圧を形成して、上記動作させられる1つの出力段アンプ(3)の出力パワー P_{out} の制御が行われる。

この実施例では、簡単にしかも高精度で上記のような広い範囲での出力パワーのコントロールを行うようにするため、例えば、上記Nを3とした場合、13dBm~43dBmのような設定範囲が小出力用アンプ(1)、中出力アンプ(3-2)、大出力アンプ(3-3)のように個々に振り分けられる。上記受信回路(10)においては、基地局からの制御信号が中出力範囲を指定したなら、パワーコントロール信号(2)を形成してパワーコントロールアンプ(8-2)のみを動作させるよう指示する。他のパワーコントロールアンプ(8-1)と(8-3)には、パワーコントロール信号(1)と(3)が零に設定されることにより

、それに対応した出力段アンプ（３－１）と（３－３）はバイアス電圧により非動作状態にされる。

そして、上記パワーコントロール信号（２）の上記ようなスロープにより立ち上がりピークパワーに対応した一定の電圧になり、上記時分割
05 による送信時間経過後は同様なスロープにより立ち下がる。このような
パワーコントロール信号（２）とセンス出力が同じくなるようにバイアス電圧が変化するので、ピークパワーのみならず送信出力の立ち上がり
と立ち下がりとのスロープも合わせて高精度に制御することができる。

基地局からの制御信号が小出力範囲又は大出力範囲を指定したなら、
10 パワーコントロール信号（１）又は（３）を形成してパワーコントロール
アンプ（８－１）又は（８－３）のみを前記のように動作させ、他は
非動作状態にさせる。このようにして、３つの出力段アンプを選択的に
使用することにより、出力の高効率化と高感度でのセンス出力を得るよ
うにすることができる。

15 第２図には、この発明に係る出力段アンプの一実施例の回路図が示さ
れている。出力段アンプは、出力MOSFET（Ｔ１）と、それに対し
て $1/M$ のサイズに小さくされたセンスMOSFET（Ｔ２）から構成
される。上記MOSFET（Ｔ１）と（Ｔ２）は、ソースに接地電位が
与えられ、上記ゲインコントロール回路（４）から抵抗 R_1 及び R_2 を
20 通してバイアス電圧が供給される。信号成分は分配回路（２）とカップ
リングコンデンサ C_1 を通して上記出力MOSFET（Ｔ１）のゲート
に供給される。

前記のようにMOSFET（Ｔ１）の利得は、そのゲートに供給され
る直流バイアス電圧に対応した相互コンダクタンス g_m により決まる。
25 そのため、同じバイアス電圧が与えられたセンス用MOSFET（Ｔ２）
）を設けることにより、そのドレイン出力から上記出力MOSFET（

T 1) の出力パワーに対して $1/M$ にされたセンス出力を得ることができる。

05 この構成では、出力 MOSFET (T 1) で形成された出力信号が全て送信信号として出力されるために低電圧のもとでも高い送信出力を得ることができる。センス出力は、上記 $1/M$ に対応して設定できるために、上記出力 MOSFET (T 1) の最大出力パワーが相対的に小さいものでは上記 $1/M$ を大きくし (M を小さくする)、上記出力 MOSFET (T 1) の最大出力パワーが相対的に大きいものでは上記 $1/M$ が小さくし (M を大きくし) することにより、必要な出力パワーに対応して回路制御に最適で高感度のセンス出力を得ることができる。

10 第 3 図には、この発明に係る出力段アンプの他の一実施例の回路図が示されている。この実施例では、出力範囲を拡大させるために 2 つの出力段回路が用いられる。

この実施例では、出力パワー範囲を約 2 分割し、出力 MOSFET (T 1) は出力パワーの小さい領域をカバーするように比較的小さなサイズの MOSFET により構成される。これに対して、出力 MOSFET (T 3) は出力パワーの大きい領域をカバーするように比較的大きなサイズにより構成される。この実施例では、上記出力 MOSFET (T 1) に対してセンス MOSFET (T 2) が設けられ、上記出力 MOSFET (T 3) に対してセンス MOSFET (T 4) が設けられる。つまり、出力 MOSFET とセンス MOSFET とが一对一に対応して設けられる。

25 上記出力 MOSFET (T 1) とセンス MOSFET (T 2) のゲートには、パワーコントロール回路 (4) からのバイアス電圧が抵抗 R 1 と R 2 を通して供給される。同様に、上記出力 MOSFET (T 3) とセンス MOSFET (T 4) のゲートには、パワーコントロール回路 (

4) からのバイアス電圧が抵抗R 3とR 4を通して供給される。上記出力MOSFET (T 1) と (T 3) のゲートには、カップリングコンデンサC 1とC 2を通して入力信号が供給され、上記出力MOSFET (T 1) と (T 3) のドレイン出力は、整合回路 (6) を通して1つが選択されて出力される。これに対して、センスMOSFET (T 2) と (T 4) のドレインは共通接続されて、上記バイアス電圧により動作状態にされたもののドレイン出力が共通のセンス出力端子から出力される。

この構成では、上記出力範囲に対応して2つの出力MOSFET (T 1) と (T 3) がそれぞれ用いられるものがあるために、そのバイアス電圧と出力電力との特性のうち、出力効率の高い部分を有効に使用することができる。

第4図には、上記のように異なる出力能力を持つ複数の出力MOSFETを用いた場合の一例のパワー制御方法を説明するための検出電流-出力パワー特性図が示されている。同図においては、前記のように出力パワー範囲が小パワー、中パワー及び大パワーのように3段階に分けて設定される。

それぞれの出力パワー範囲をカバーするように3つの出力段アンプが設けられる。出力パワーを小パワーから大パワーまで連続的に変化させるようにするため、小パワーの出力段アンプではカバーできないときには、中パワーの出力段アンプに切り換えられる。上記中パワーの出力段アンプではカバーできないときには、大パワーの出力アンプに切り換えられる。逆に、大出力パワーの出力段アンプでは、センス電流が小さくなること、及びかかる小さなセンス電流での安定したバイアス電圧の制御ができないような中パワーの出力が指示されたなら、上記中パワーの出力段アンプに切り換えられる。

上記GSM方式では、周期的に基地局から携帯電話機に上記出力制御

が指示されるものであり、上記時分割による出力動作の間で出力段アンプの切り換えが行われるので上記のようなパワー制御を行うことに大きな問題は生じない。

05 第5図には、上記のように異なる出力能力を持つ複数の出力MOSFETを用いた場合の他の一例のパワー制御方法を説明するための検出電流－出力パワー特性図が示されている。同図においては、前記のように出力パワー範囲が小パワー、中パワー及び大パワーのように3段階に分けて設定される。

10 この実施例では、通話開始時に基地局から携帯電話機に最初に指定された出力制御に基づいて3つの出力段アンプのうちの1つが選択され、その通話中においては上記選択された1つの出力段アンプによって出力制御が行われる。この構成では、出力段アンプの切り換えが無いために出力段アンプの制御が簡単となる。一般に、携帯電話機において通話中に極端に出力パワーを変更する必要が無いと考えられるから上記のよう
15 な制御方式でも実際上は問題ない。つまり、通話開始時に基地局から携帯電話機に指定された出力パワーを中心にして、大小一定の幅をカバーできる範囲を見込んで、上記小パワー、中パワー、大パワーのいずれかを選択するようにすれば良い。

20 第6図には、この発明に係る出力段アンプの他の一実施例の回路図が示されている。この実施例では、複数の出力段MOSFETを同時に動作させる場合の自動切り換え機能を付加した回路が示されている。つまり、この実施例の出力段アンプには自己シャットダウン回路が付加される。

25 同図では、上記複数の出力段アンプのうちの1つが代表として例示的に示されており、同様な出力段アンプの出力MOSFET(T1)は複数個が整合回路(6)を介して並列に接続されている。例えば、第1図

の回路において、受信回路は最大出力のときにはパワーコントロールアンプ（ $8-1$ ）ないし（ $8-N$ ）にパワーコントロール信号を供給して全出力段アンプ（ $3-1$ ）ないし（ $3-N$ ）を動作状態にする。センス用MOSFET（ T_2 ）のドレインと基準電圧 V_{ref} の間には、抵抗 R_3 が設けられる。上記MOSFET（ T_2 ）のドレイン出力電圧は、シャットダウンMOSFET T_3 のゲートに供給される。このMOSFET（ T_3 ）のドレイン、ソース経路は、上記出力MOSFET（ T_1 ）のゲートとソース（回路の接地電位）を接続する。

指定された出力制御信号によりバイアス電圧が低下すると、センスMOSFET（ T_2 ）に流れるドレイン電流も小さくなる。このドレイン電流が小さくなると、抵抗 R_3 での電圧降下分が小さくなってMOSFET（ T_3 ）のゲート電圧を高くする。このMOSFET（ T_3 ）のゲート電圧がそのしきい値電圧以上に高くなると、MOSFET（ T_3 ）がオン状態となって上記出力MOSFET（ T_1 ）をオフ状態にさせる。これにより、上記出力MOSFET（ T_1 ）は非動作状態となり、図示しない他の出力MOSFETによる出力動作によって出力信号が形成される。

上記複数の出力MOSFETに設けられたセンス用MOSFETの上記のようなサイズ比 $1/M$ と、上記抵抗 R_3 の抵抗値の設定の組み合わせにより、シャットダウンMOSFETのしきい値電圧を基準にして、上記複数の出力MOSFETの出力信号を合成して送信出力を行うようにするとともに、例えば小パワー領域、中パワー領域、及び大パワー領域のそれぞれにおいて動作させる出力MOSFETを予め決めておいて、それぞれに対応して上記自己シャットダウン回路を動作させて出力パワーの切り換えを行うようにするものである。上記のような自己シャットダウン回路の付加により、動作不要になって出力MOSFETの入力

信号を遮断し、その出力もれを小さくすることができる。

上記の場合、複数の出力MOSFETは同じサイズのMOSFETで構成してもよいし、一定の重みを持たせてそのサイズを決定するようにするものであってもよい。

- 05 第7図には、この発明に係る高周波電力増幅回路の一実施例の基本的構成図が示されている。同図には、出力MOSFET及びセンスMOSFETからなる出力段アンプの回路とそれに対応した素子パターンが示されている。

- 出力段アンプは、前記同様な出力増幅MOSFET (T1) と、センス用MOSFET (T2) と、利得制御用のバイアス電圧を上記各MOSFET (T1) と (T2) のゲートに伝える抵抗R1, R2と、入力信号Pinを上記出力MOSFET (T1) のゲートに伝えるカップリングコンデンサC1から構成される。上記出力増幅MOSFET (T1) のドレインDrain(1) と電源電圧Vccとの間には負荷抵抗が設けられる。上記センス用MOSFET (T2) のドレインDrain(2) は、センス用抵抗Rsが設けられ、上記センス用MOSFET (T2) で検出された検出電流が上記抵抗Rsによって電圧信号に変換される。
- 10
- 15

- 上記センスMOSFET (T2) は、パターン図に示すようにハッチングにより縦方向に太く形成され一対のソース領域に挟まれるように細く形成されたドレインが形成される。上記ソース領域とドレイン領域の間に黒で示された一対のゲート電極が設けられる。上記2つのゲート電極は、下側において共通にゲート配線Gate(2)に接続される。上記2つのゲート電極に挟まるように形成されたドレイン領域は、ドレイン配線Drain(2) に接続される。
- 20

- 25 これに対して、出力MOSFET (T1) は、上記ソース、ドレイン及びゲート電極を1つの単位としてM組のソース、ドレイン及びゲート

電極が横方向に並べて配置される。これにより、ゲート、ソース間電圧が同じときにMOSFET (T2) に流れるドレイン電流に対して、MOSFET (T1) に流れるドレイン電流はM倍にされる。言い換えるならば、出力MOSFET (T1) により出力される出力直流電流に対してセン

05 用MOSFET (T2) にはその $1/M$ の電流が流れるようにされる。上記出力MOSFET (T1) の出力直流電流は送信出力電力に対応されたものであるので、上記セン

用MOSFET (T2) に流れるドレイン電流は、上記送信出力電力に対応されたものとなる。

上記MOSFET (T2) のソース領域と、上記MOSFET (T1)

10) の横方向に並べられたM組からなるソース領域とは共通に接続されて回路の接地電位が与えられる。

第8図には、この発明に係る高周波電力増幅回路の他の一実施例の回路図が示されている。この実施例では、センス感度が切り換えられるようにされる。つまり、前記図7と同様な出力段アンプに対して、セン

15 用MOSFET (T2) のドレイン配線Drain(2) に接続されるセンス抵抗を R_{s1} と R_{s2} のように2つの直列回路により構成し、スイッチを設けて、上記抵抗 R_{s1} と R_{s2} との直列抵抗で発生した電圧、あるいは抵抗 R_{s1} で発生した電圧をセンス信号として増幅回路に供給して上記セン

ス出力を得るようにするものである。

20 出力MOSFET (T1) の出力パワーが小さい領域では、それに伴ってセン

用MOSFET (T2) のドレインに流れる電流も小さくなる。この場合には、上記スイッチにより上記抵抗 R_{s1} と R_{s2} の直列回路で発生した大きな電圧をセンス電圧として取り込むようにする。

出力MOSFET (T1) の出力パワーが大きい領域では、それに伴

25 ってセン

用MOSFET (T2) のドレインに流れる電流も大きくなる。この場合には、上記スイッチにより上記抵抗 R_{s1} のみで発生した

電圧をセンス電圧として取り込むようにする。このように出力パワーの
大小に対応してセンス電圧の切り換えを行うようにすることにより、高
感度でのセンス出力を形成することができる。ただし、上記のような抵
抗の切り換えにより、パワーコントロール信号側もそれに対応したレベ
05 ル切り換えが行われることはいうまでもない。

第9図には、この発明に係る高周波電力増幅回路の更に他の一実施例
の回路図が示されている。この実施例においても、センス感度が切り換
えられるようにされる。つまり、前記図7と同様な出力段アンプに対し
て、2つのセンス用MOSFET (T2) と (T2') が設けられる。
10 これらのセンス用MOSFET (T2) と (T2') のドレイン配線D
rain(2) と Drain(2') は共通にセンス抵抗を R_{s1} に接続される。上
記追加されたセンス用MOSFET (T2') のゲートには、ゲート入
力抵抗 R_3 を介してスイッチにより前記利得制御用のバイアス電圧か、
回路の接地電位かに切り換えられる。これにより、上記1つのセンス用
15 MOSFET (T1) で形成したセンス電流か、あるいは上記センス用
MOSFET (T2') を追加して2倍にしたセンス電流を得るように
するものである。

出力MOSFET (T1) の出力パワーが小さい領域では、それに伴
ってセンス用MOSFET (T2) のドレインに流れる電流も小さくな
20 る。この場合には、上記スイッチにより上記センス用MOSFET (T
2') にもバイアス電圧を供給して上記のような2倍のセンス電流を形
成するようにする。

出力MOSFET (T1) の出力パワーが大きい領域では、それに伴
ってセンス用MOSFET (T2) のドレインに流れる電流も大きくな
25 る。この場合には、上記スイッチにより上記センス用MOSFET (T
2') のゲートには回路の接地電位を供給してオフ状態にし、上記セン

ス用MOSFET (T2) のみで形成したセンス電流を上記センス抵抗
Rs1に流すようにする。このように出力パワーの大小に対応してセン
ス電流の切り換えを行うようにすることにより、高感度でのセンス出力
を形成することができる。ただし、前記同様に上記のようなセンス用M
05 OSFET (T2') の切り換えにより、パワーコントロール信号側も
それに対応したレベル切り換えが行われることはいうまでもない。

第10図には、この発明に係る高周波電力増幅回路の動作の一例を説
明するための出力パワーと検出電流の特性図が示されている。この特性
図は、前記第8図及び第9図の高周波電力増幅回路の動作説明に対応さ
10 れたものであり、センス抵抗Rs2を直列に挿入するスイッチRs又は
センス用MOSFET (T2') を追加するスイッチNにより、小パワ
ー領域でもセンス感度が大パワー領域のときのように高感度に維持され
る。

第11図には、この発明に係る高周波電力増幅回路の更に他の一実施
15 例の回路図が示されている。この実施例では、センス用MOSFET (T2) にも入力信号Pinが供給される。つまり、出力MOSFET (T1) とセンス用MOSFET (T2) のゲートは共通接続され、抵抗R1を介して利得制御用のバイアス電圧が与えられる。そして、入力信号Pinは、カップリングコンデンサC1を介して上記出力MOSFE
20 T (T1) 及びセンス用MOSFET (T2) のゲートに供給される。
このため、センス用MOSFET (T2) のドレイン出力にも信号成分
が流れ、それが上記センス抵抗Rs1に並列に設けられたキャパシタに
より平滑され、出力MOSFET (T1) のドレイン出力により近似さ
れたセンス電圧を形成することができる。

25 第12図には、この発明に係る高周波電力増幅回路の更に他の一実施
例のブロック図が示されている。この実施例では、高周波数電力増幅段

での高利得を得るために初段アンプA 1、次段アンプA 2及び出力段アンプA 3からなる3段アンプ構成にされる。この場合、初段アンプA 1と次段アンプA 2は、単なる増幅MOSFETのみで構成され、出力段アンプA 3のみに上記出力MOSFET (T 1) とセンス用MOSFET (T 2) が設けられ、かかる出力段アンプのセンス用MOSFET (T 2) からの検出信号に基づいて形成された利得制御用のバイアス電圧が上記初段アンプA 1、次段アンプA 2及び出力段アンプA 3に共通に供給される。

この構成では、最もパワーの大きな出力段アンプでの出力センスとそれに対応した電力制御により、上記初段アンプA 1、次段アンプA 2のプロセスバラツキを含めてた全体としてのパワーコントロールを行うようにすることができる。なお、上記初段アンプA 1、次段アンプA 2を構成するMOSFETは、それぞれの出力信号は小さいからそれぞれの出力に対応してMOSFETのサイズが決められるものである。

第13図には、この発明に係る移動通信機器の一実施例の全体ブロック図が示されている。上記移動通信機器は最も代表的な例が形態電話機である。

アンテナで受信された受信信号は、受信フロントエンドにおいて増幅され、ミキサにより中間周波に変換され、中間信号処理回路IF-ICを通して音声処理回路に伝えられる。上記受信信号に周期的に含まれる利得制御信号は、特に制限されないが、マイクロプロセッサCPUにおいてデコードされて、ここで前記のような時分割に対応したパルスデューティからなるパワーコントロール信号が形成されて、この発明に係る前記のような高周波の電力増幅器に伝えられて、送信出力の電力制御が行われる。

周波数シンセサイザは、基準発振回路TCXOと電圧制御発振回路V

CO及びPLLループによって受信周波数に対応した発振信号を形成し、一方において受信フロントエンドのミキサに伝えられる。上記発振信号は、他方において変調器に供給される。

05 上記音声処理回路では、受信信号はレシーバを駆動して音声信号が出力される。送信音声は、マイクロホンで電気信号に変換され、音声処理回路と変復調器を通して変調器に伝えられる。

上記の実施例から得られる作用効果は、下記の通りである。

(1) 第1の増幅素子と、上記第1の増幅素子と同じ構造で、その素子サイズが $1/M$ に小さく形成された第2増幅素子とを用い、パワーコントロール回路から上記第1の増幅素子と第2の増幅素子に対して同じ
10 バイアス電圧を供給し、上記第2の増幅素子の出力端子から出力される出力電流に基づいて上記第1の増幅素子の電力出力を判定することにより、高い送信効率を実現しつつ、広い電力範囲にわたり高精度での電力検出を可能にした高周波増幅回路を得ることができるという効果が得ら
15 れる。

(2) 上記第1の増幅素子を複数個とし、上記パワーコントロール回路のコントロール信号に対応して並列形態で動作状態にされる第1の増幅素子の数を増減させるようにすることにより、高効率で広い出力パワー範囲をカバーできる高周波電力増幅回路を得ることができるという効果
20 が得られる。

(3) 上記第1の増幅素子はサイズが異なる複数個からなり、上記パワーコントロール回路のコントロール信号に対応した出力制御信号に対応して複数個の中の1つを選択的に動作状態にされることにより、高効率で広い出力パワー範囲をカバーできる高周波電力増幅回路を得ることができるという効果が得られる。
25

(4) 上記第2の増幅素子は、上記第1の増幅素子に一对一に対応し

た複数個とし、上記パワーコントロール回路からのコントロール信号に対応して上記動作状態にされる第1の増幅素子に従った複数個を並列形態にしてセンス出力を得るようにすることにより、出力パワーの切り換えに対応したセンス出力を得ることができるという効果が得られる。

05 (5) 上記第2の増幅素子は、上記第1の増幅素子に一对一に対応した複数個からなり、上記パワーコントロール回路からのコントロール信号により上記動作状態にされる1つの第1の増幅素子に対応したものを動作状態にすることにより、出力パワーの切り換えに対応したセンス出力を得ることができるという効果が得られる。

10 (6) 上記第1の増幅素子と第2の増幅素子とを同じ半導体基板上に形成することによってプロセスバラツキの影響を受けないで高い精度でのセンス出力を得ることができるという効果が得られる。

 (7) 上記第2の増幅素子の出力端子から出力される出力電流を、出力電流検出感度切り換え信号によりスイッチ制御されるスイッチにより
15 複数の直列抵抗に選択的に流れるようにすることにより、小パワー領域でもセンス感度が大パワー領域のときのように高感度に維持させることができるという効果が得られる。

 (8) 上記第2の増幅素子の出力端子を共通化した複数個とし、出力電流感度切り換え信号によりスイッチ制御されるスイッチにより上記
20 コントロール信号が選択的に供給することにより、小パワー領域でもセンス感度が大パワー領域のときのように高感度に維持させることができるという効果が得られる。

 (9) 上記第2の増幅素子の入力端子に、上記第1の増幅素子の入力に供給される入力信号も供給し、上記第2の増幅素子の出力電流を上記
25 入力信号を直流化したものも加えて検出電流とすることにより、より高い精度でのパワー制御が可能になるという効果が得られる。

(10) 上記第1の増幅素子には、その前段に1ないし複数の増幅素子が縦列形態に接続されてなる多段増幅回路の出力段アンプを構成し、上記第2の増幅素子は上記出力段アンプを構成する第1の増幅素子に対応して設け、上記パワーコントロール回路より形成されるコントロール信号は、上記縦列形態に接続された各段の増幅アンプを構成する増幅素子に対して共通に供給することにより、簡単な構成で前段回路のプロセスバラツキを含めて出力パワーの制御を行うようにすることができるという効果が得られる。

(11) 上記第1と第2の増幅素子として、高周波MOSFETを用いることにより、GaAsMESFETを用いるような負電圧が不必要であり、取扱いが簡単でしかもリチウムイオン電池のような低電圧での動作も可能になるという効果が得られる。

(12) 電池電圧で動作する高周波電力増幅回路にこの発明を適用することにより、電池寿命を長くすることができる、言い換えるならば、1回の充電での通信時間を長くすることができるという効果が得られる。

(13) この発明に係る高周波電力増幅回路を基地局からの受信信号に含まれる制御信号により制御し、上記高周波電力増幅回路を含む送受信回路や制御回路のような電子回路を電池で動作させることにより、1回の充電での通信時間を長くした移動通信機器を得ることができるという効果が得られる。

(14) 上記電池としてリチウムイオン電池を用いることにより、小型軽量で1回の充電での通信時間を長くした移動通信機器を得ることができるという効果が得られる。

以上本発明者よりなされた発明を実施例に基づき具体的に説明したが、本願発明は前記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱し

- ない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。デジタル携帯電話機は、CDMA（符号分割多重元接続）方式のように基地局からの制御信号によって出力電力が制御されるものであれば何であってもよい。例えば、CDMA方式においても基地局から携帯電話機に対して緻密
- 05 にフィードバック制御することでパワーコントロールが行われる。この他、出力電力の制御がそれほど重要でない例えばIS-136方式、AMPS方式等のものでも、この発明に係る高周波電力増幅回路を用いることにより、高効率化での送信動作を行わせることができる。移動通信機器は、電話機のように音声信号を送受信するものの他、デジタル信号を音声信号周波数帯の信号に変換し、デジタル電話交換網を利用してパーソナルコンピュータや他の同様な移動通信機器との間でのデジタル信号の送受信を行うものであってもよい。
- 10

産業上の利用可能性

- 15 以上のように、この発明は、高周波電力増幅回路とそれを用いた移動通信機器に広く利用できる。

請 求 の 範 囲

1. 第 1 の増幅素子と、
上記第 1 の増幅素子と同じ構造で、その素子サイズが $1/M$ に小さく形成された第 2 増幅素子と、
上記第 1 の増幅素子と第 2 の増幅素子に対して同じバイアス電圧を供給するパワーコントロール回路と、
上記第 2 の増幅素子の出力端子から出力される出力電流に基づいて上記第 1 の増幅素子の電力出力を判定してなることを特徴とする高周波電力増幅回路。
05
2. 上記第 1 の増幅素子は複数個からなり、上記パワーコントロール回路のコントロール信号に対応して並列形態で動作状態にされる第 1 の増幅素子の数が増減させられるものであることを特徴とする請求の範囲第 1 項記載の高周波電力増幅回路。
10
3. 上記第 1 の増幅素子はサイズが異なる複数個からなり、上記パワーコントロール回路のコントロール信号に対応した出力制御信号に対応して複数個の中の 1 つが選択されて動作状態にされるものであることを特徴とする請求の範囲第 1 項記載の高周波電力増幅回路。
15
4. 上記第 2 の増幅素子は、上記第 1 の増幅素子に一对一に対応した複数個からなり、上記パワーコントロール回路からのコントロール信号に対応して上記動作状態にされる第 1 の増幅素子に従った複数個が並列形態に動作状態にされるものであることを特徴とする請求の範囲第 2 項記載の高周波電力増幅回路。
20
5. 上記第 2 の増幅素子は、上記第 1 の増幅素子に一对一に対応した複数個からなり、上記パワーコントロール回路からのコントロール信号により上記動作状態にされる 1 つの第 1 の増幅素子に対応したものが動作
25

状態にされるものであることを特徴とする請求の範囲第 3 項記載の高周波電力増幅回路。

05 6. 上記第 1 の増幅素子と第 2 の増幅素子とは同じ半導体基板上に形成されてなるものであることを特徴とする請求の範囲第 4 項記載の高周波電力増幅回路。

7. 上記第 1 の増幅素子と第 2 の増幅素子とは同じ半導体基板上に形成されてなるものであることを特徴とする請求の範囲第 5 項記載の高周波電力増幅回路。

10 8. 上記第 2 の増幅素子の出力端子から出力される出力電流は、出力電流検出感度切り換え信号によりスイッチ制御されるスイッチにより複数の直列抵抗に選択的に流れるようにされるものであることを特徴とする請求の範囲第 1 項記載の高周波電力増幅回路。

15 9. 上記第 2 の増幅素子は出力端子が共通化された複数個からなり、出力電流感度切り換え信号によりスイッチ制御されるスイッチにより上記コントロール信号が選択的に供給されることを特徴とする請求の範囲第 1 項記載の高周波電力増幅回路。

20 10. 上記第 2 の増幅素子の入力端子には、上記第 1 の増幅素子の入力に供給される入力信号も供給され、上記第 2 の増幅素子の出力電流は上記入力信号を直流化して検出電流とするものであることを特徴とする請求の範囲第 1 項記載の高周波電力増幅回路。

11. 上記第 1 の増幅素子は、その前段に 1 ないし複数の増幅素子が縦列形態に接続されて多段増幅回路の出力段アンプを構成するものであり、

上記第 2 の増幅素子は上記出力段アンプを構成する第 1 の増幅素子に対応して設けられ、

25 上記パワーコントロール回路より形成されるコントロール信号は、上記縦列形態に接続された各段の増幅アンプを構成する増幅素子に対し

て共通に供給されるものであることを特徴とする請求の範囲第 1 項記載の高周波電力増幅回路。

12. 上記第 1 と第 2 の増幅素子は、MOSFETであることを特徴とする請求項 1 の高周波電力増幅回路。

05 13. 上記第 1 の増幅素子は、電池電圧により動作させられるものであることを特徴とする請求項 1 の高周波電力増幅回路。

14. 第 1 の増幅素子と、上記第 1 の増幅素子と同じ構造で、その素子サイズが $1/M$ に小さく形成された第 2 増幅素子と、上記第 1 の増幅素子と第 2 の増幅素子に対して同じバイアス電圧を供給するパワーコントロール回路と、上記第 2 の増幅素子の出力端子から出力される出力電流に基づいて上記第 1 の増幅素子の電力出力を判定してなる高周波電力増幅回路と、

基地局からの受信信号に含まれる制御信号により上記パワーコントロール回路に対して出力電力の制御を指示する制御回路と、

15 上記高周波電力増幅回路及び上記制御回路む電子回路に動作電圧を供給する充電可能にされた電池とを備えてなることを特徴とする移動通信機器。

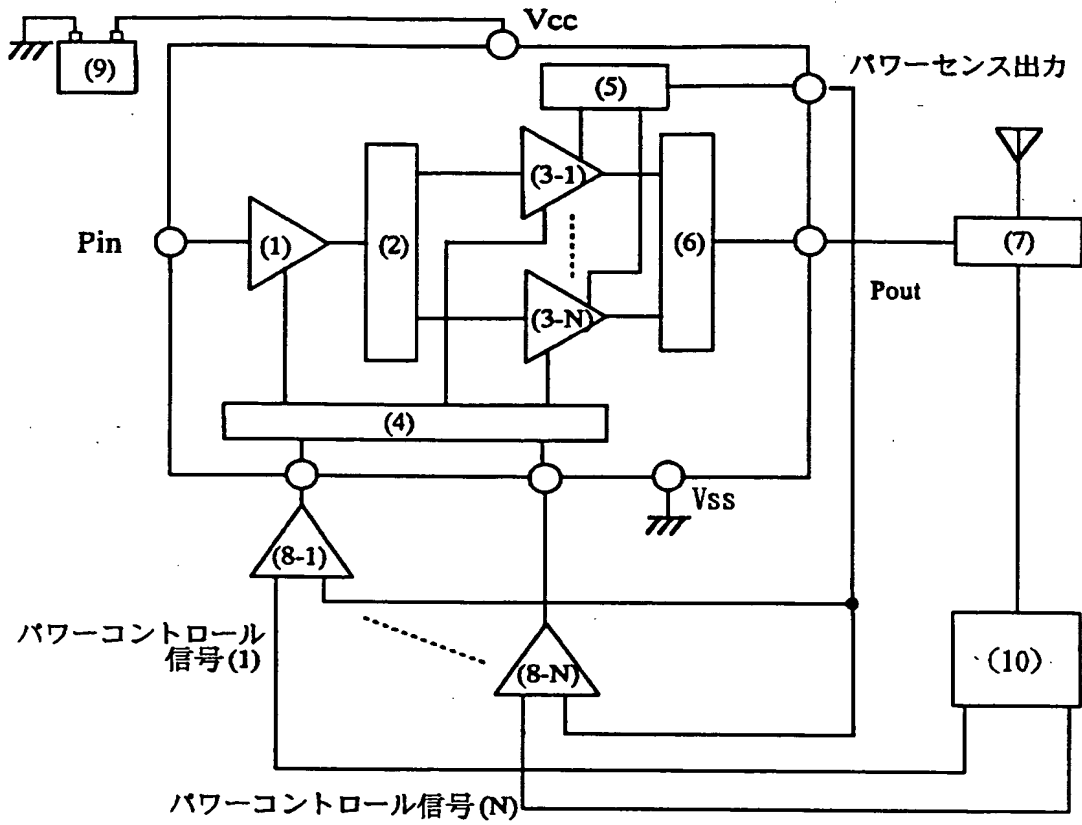
15. 上記電池は、リチウムイオン電池であることを特徴とする請求の範囲第 1 4 項記載の移動通信機器。

20

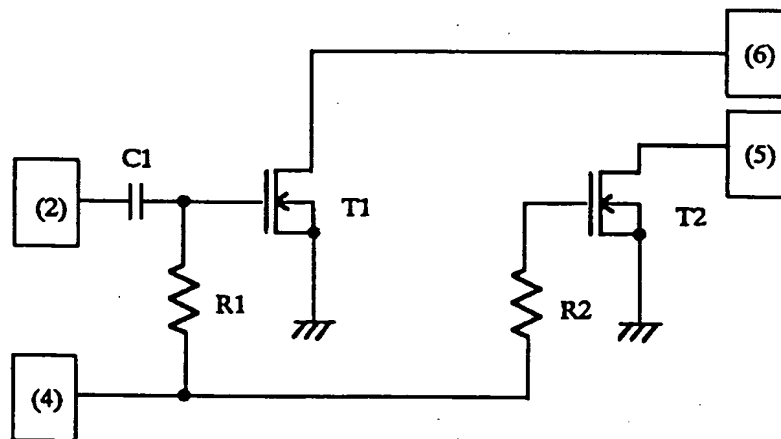
要 約 書

05 高周波電力増幅回路において、第 1 の増幅素子と、上記第 1 の増幅素子と同じ構造で、その素子サイズが $1/M$ に小さく形成された第 2 増幅素子とを用い、パワーコントロール回路から上記第 1 の増幅素子と第 2 の増幅素子に対して同じバイアス電圧を供給し、上記第 2 の増幅素子の出力端子から出力される出力電流に基づいて上記第 1 の増幅素子の電力出力を判定する。

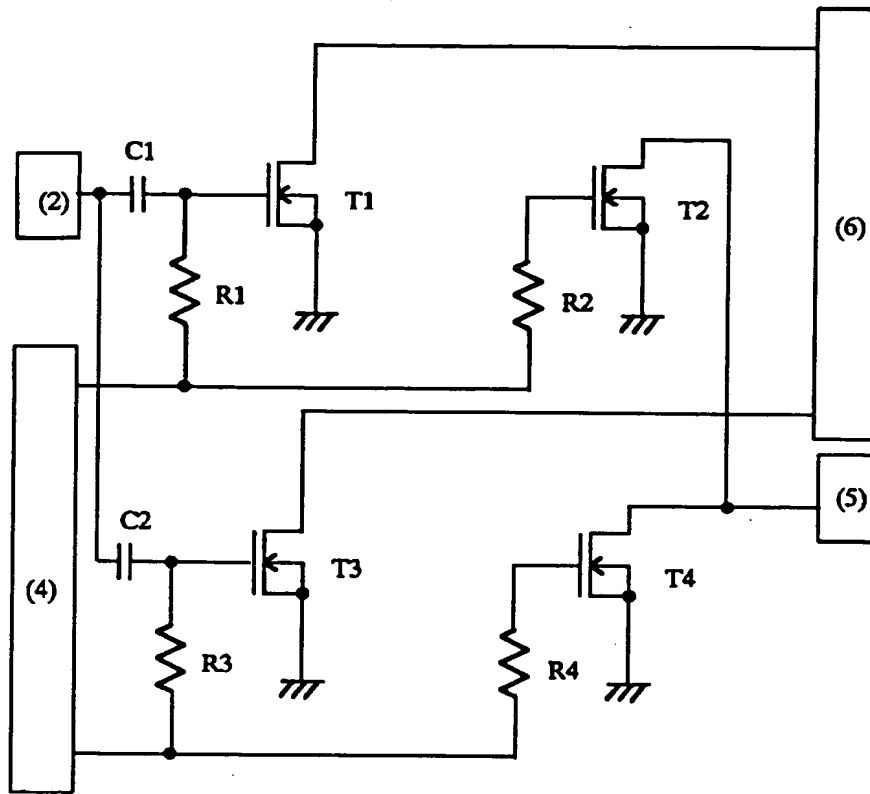
第 1 図



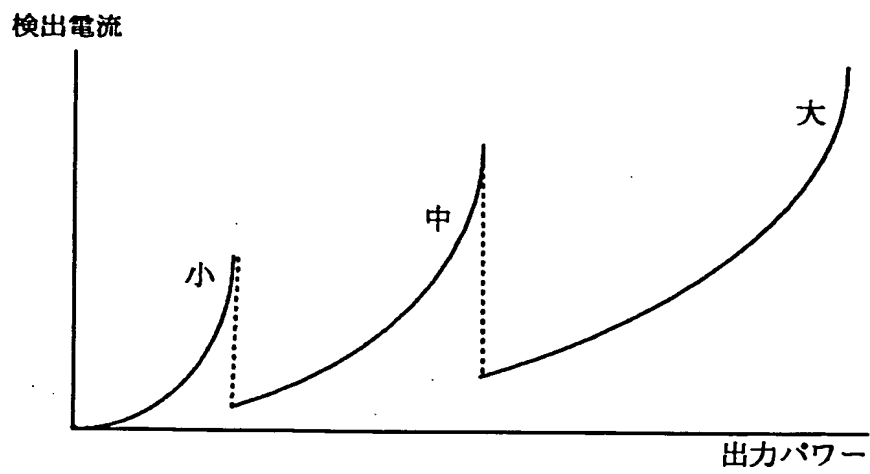
第 2 図



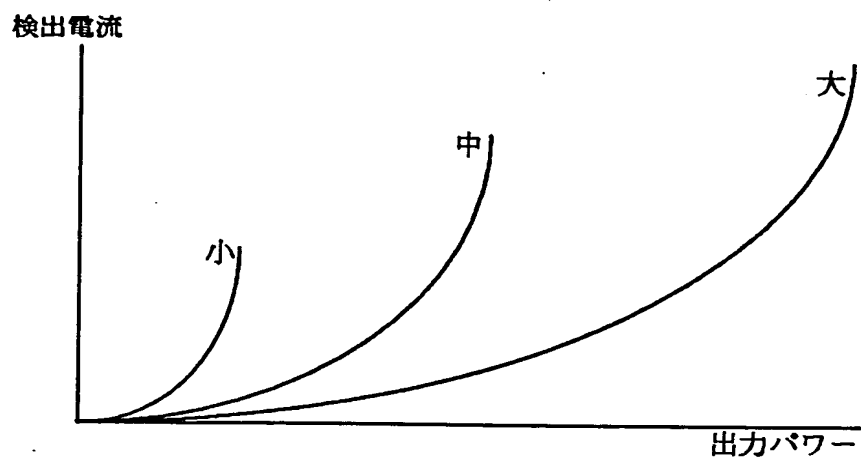
第 3 図



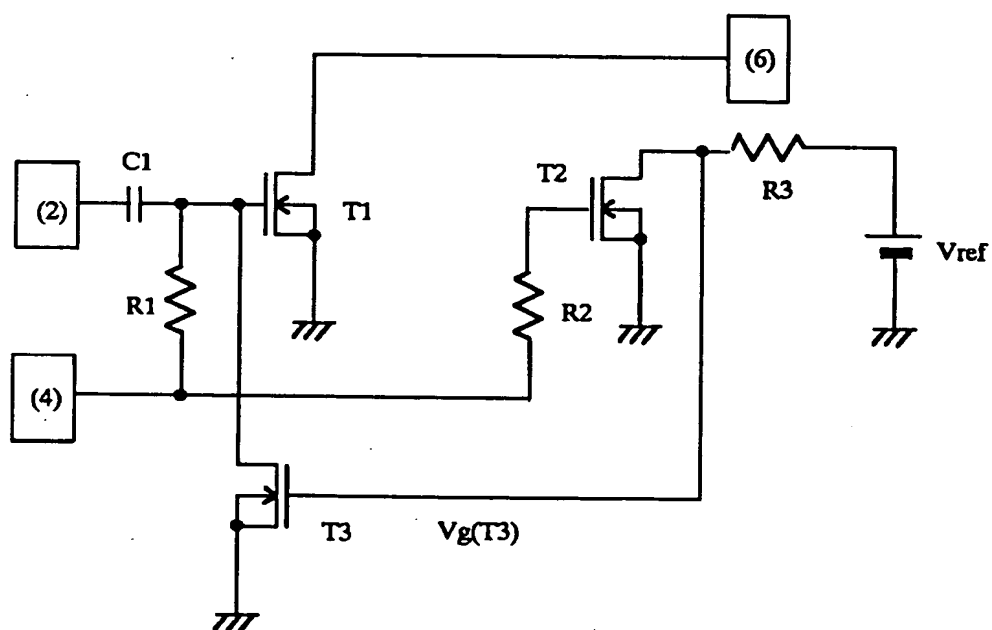
第 4 図



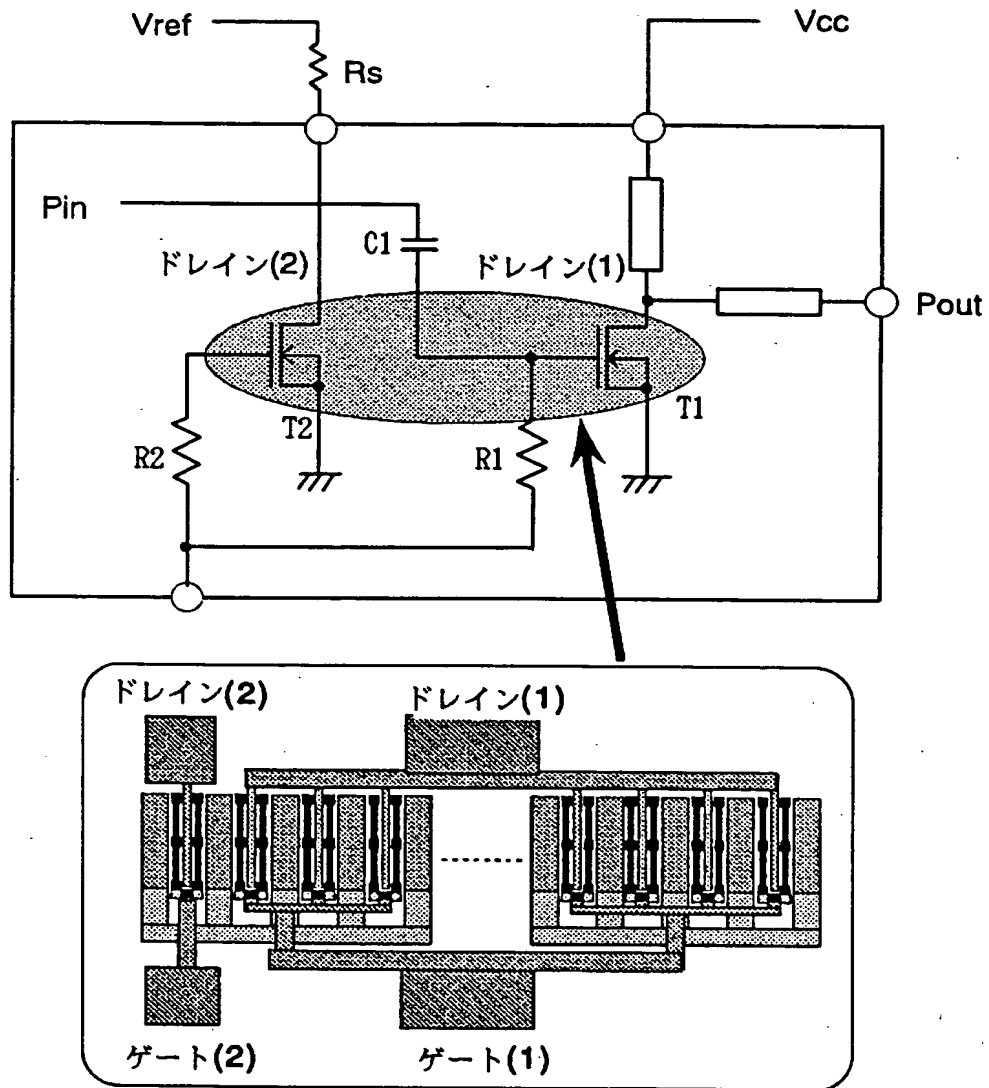
第 5 図



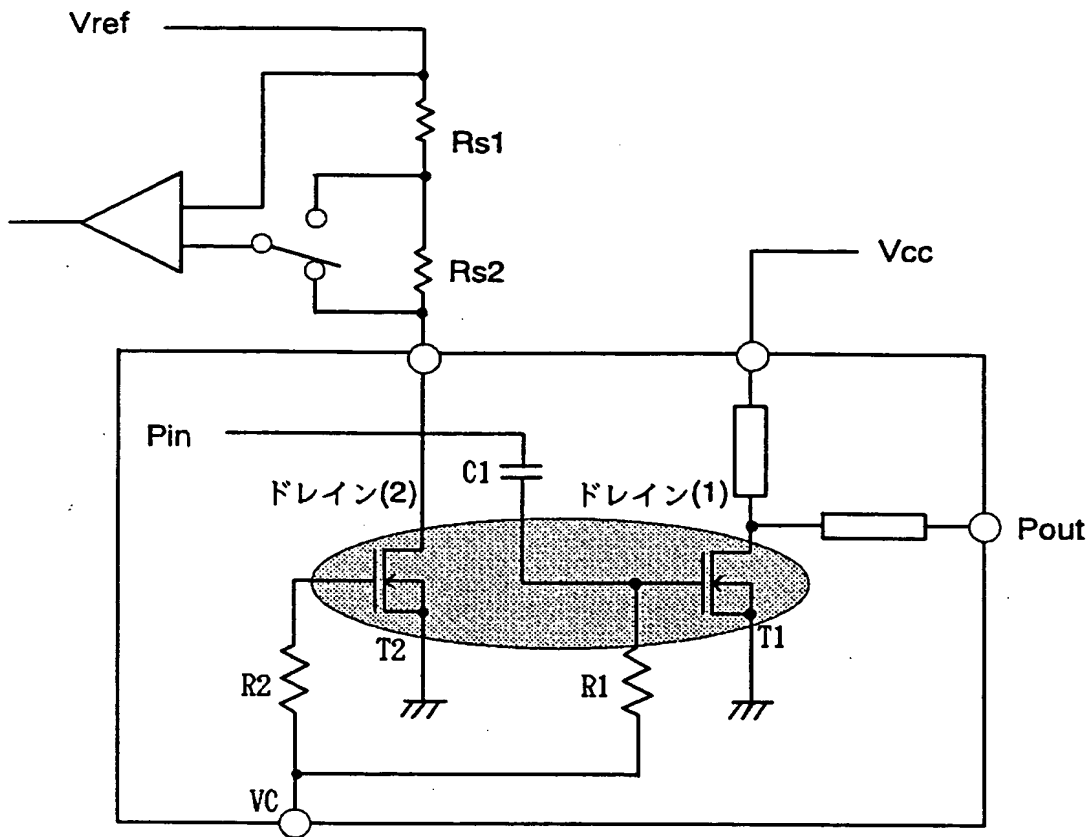
第 6 図



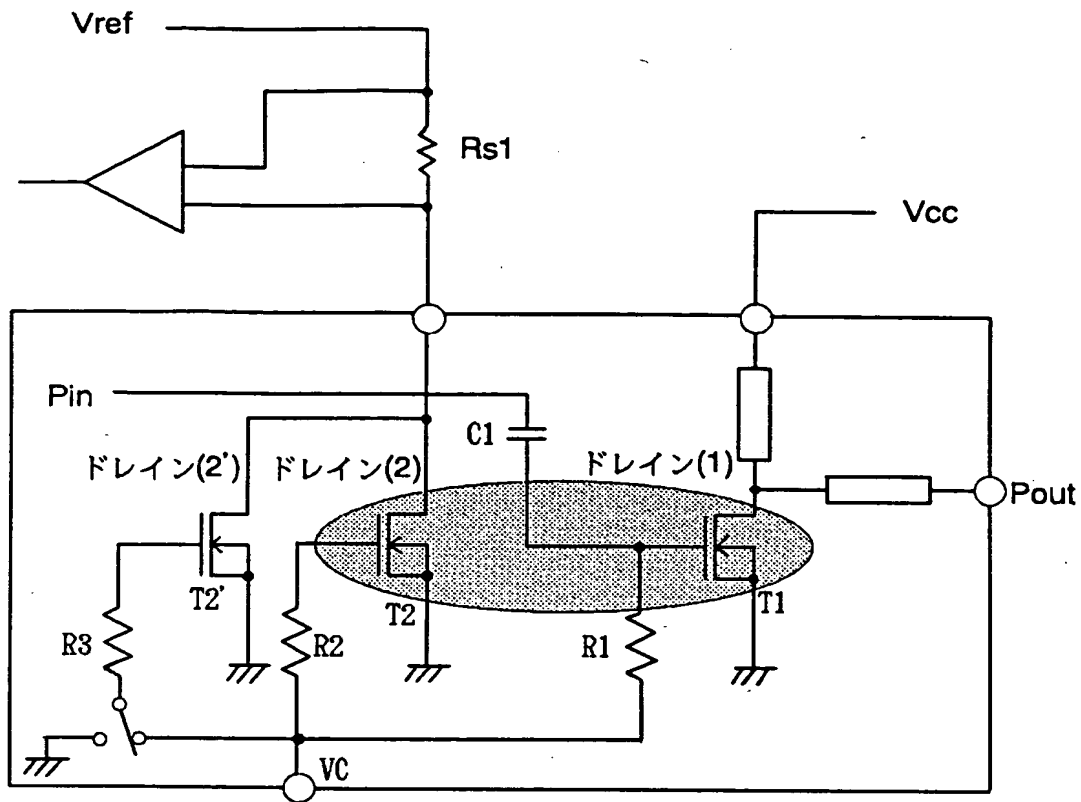
第 7 図



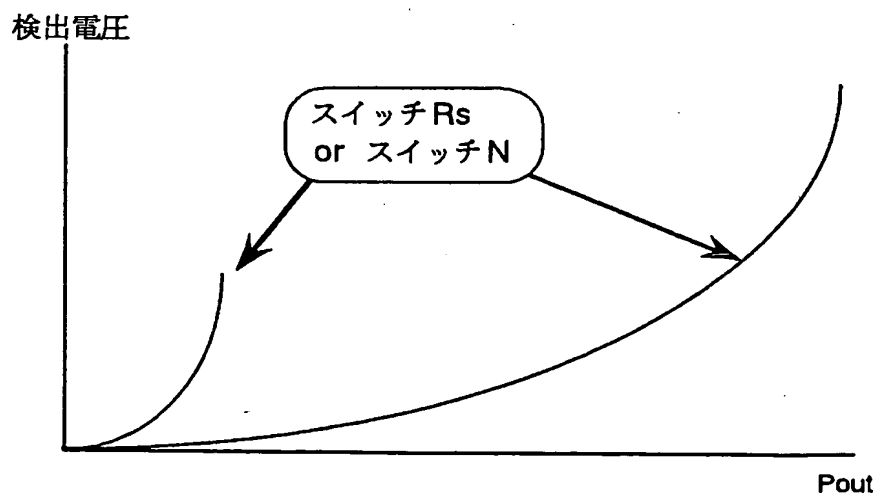
第 8 図



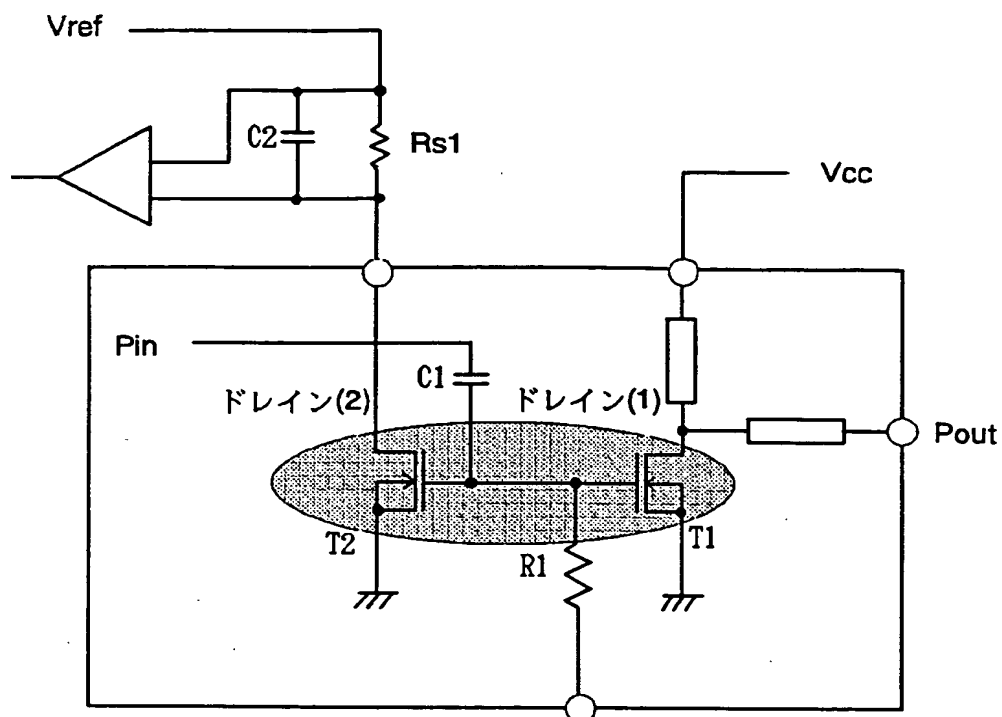
第 9 図



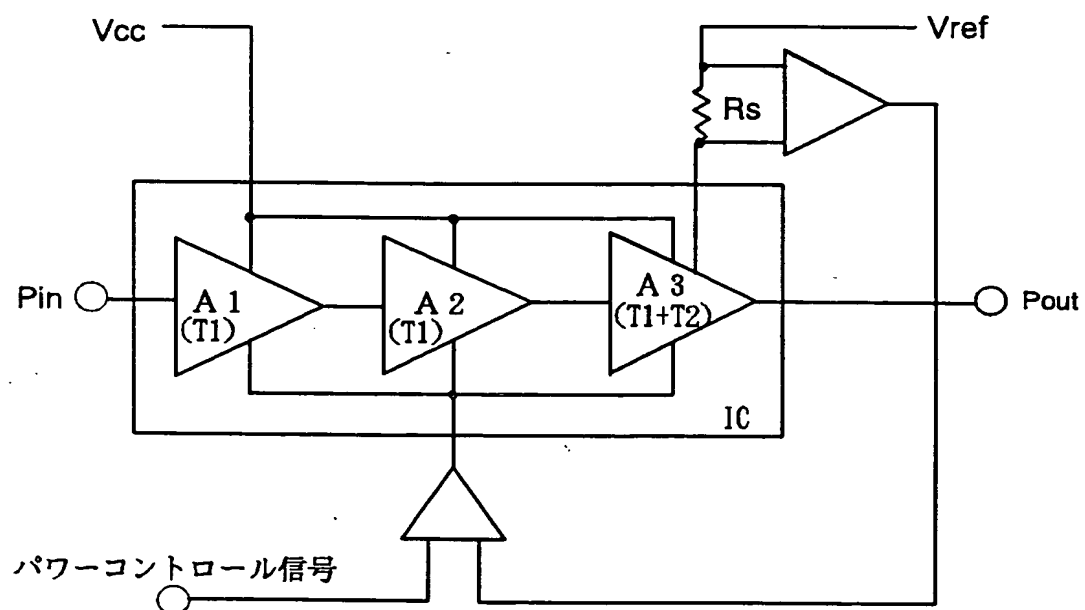
第 10 図



第 1 1 図



第 1 2 図



第 1 3 図

